

INVERTER CONTROL DEVICE AND METHOD FOR CONTROLLING INVERTER

Patent Number: JP2002051566
Publication date: 2002-02-15
Inventor(s): INAGUMA YUKIO; MORIYA KAZUNARI; SHIYAMOTO SUMIKAZU; OKI RYOJI; SASAKI SHOICHI
Applicant(s): TOYOTA CENTRAL RES & DEV LAB INC;; TOYOTA MOTOR CORP
Requested Patent: ☐ JP2002051566
Application Number: JP20000235365 20000803
Priority Number(s):
IPC Classification: H02M7/48; H02P7/67
EC Classification:
Equivalents:

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce capacitance of a capacitor for smoothing by smoothing voltages of a plus and a minus DC voltage buses which are used in common by a plurality of inverters for driving a plurality of motors.

SOLUTION: Phase difference of carriers in PWM control is set as 90 degrees when two motors are together in the driving state or in the damping state (S104), and phase difference of carriers in PWM control is set as 180 degrees when one is in the driving state and the other is in the damping state (S106). By setting the phase difference of the carriers as 90 degrees when both of the motors are in the driving state or in the damping state, pulses of an inverter flowing-out current which pulses correspond to the respective motors are made to appear alternately, and voltages of the plus and the minus DC voltage buses are smoothed. By setting the phase difference of the carriers as 180 degrees when one is in the driving state and the other is in the damping state, pulses of an inverter flowing-out current which pulses correspond to the respective motors are canceled, and voltages of the plus and the minus DC voltage buses are smoothed. As a result capacitance of the capacitor for smoothing can be reduced.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

e)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2002-51566
(P2002-51566A)

(43) 公開日 平成14年2月15日 (2002.2.15)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード [*] (参考)
H 0 2 M 7/48		H 0 2 M 7/48	D 5 H 0 0 7
H 0 2 P 7/67		H 0 2 P 7/67	F 5 H 5 7 2
			Z

審査請求 未請求 請求項の数14 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2000-235365(P2000-235365)

(22) 出願日 平成12年8月3日 (2000.8.3)

(71) 出願人 000003609

株式会社豊田中央研究所

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1

(71) 出願人 000003207

トヨタ自動車株式会社

愛知県豊田市トヨタ町1番地

(72) 発明者 稲熊 幸雄

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1 株式会社豊田中央研究所内

(74) 代理人 100075258

弁理士 吉田 研二 (外2名)

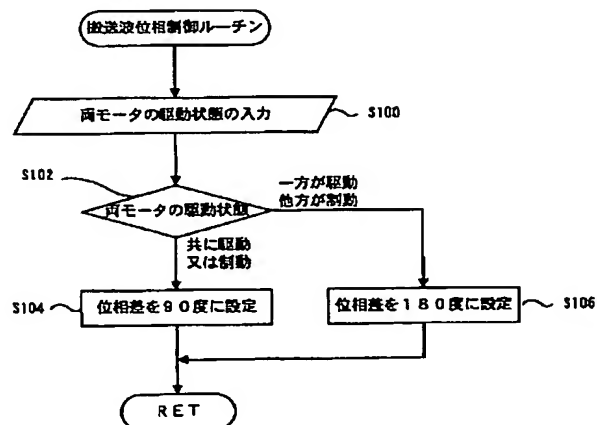
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 インバータ制御装置およびインバータの制御方法

(57) 【要約】

【課題】 複数のモータを駆動する複数のインバータで共用する正負の直流電圧母線の電圧を平滑化して平滑用コンデンサの容量を小さくする。

【解決手段】 二台のモータの駆動状態が共に駆動または制動のときにはPWM制御における搬送波の位相差を90度に設定し (S104)、一方が駆動で他方が制動のときにはPWM制御における搬送波の位相差を180度に設定する (S106)。両モータが共に駆動または制動のときに搬送波の位相差を90度とすることにより、各モータに対応するインバータ流出電流のパルスが交互に現われるようにして正負の直流電圧母線の電圧の平滑化を図り、一方が駆動で他方が制動のときに搬送波の位相差を180度とすることにより、各モータに対応するインバータ流出電流のパルスが相殺されるようにして正負の直流電圧母線の電圧の平滑化を図る。これにより平滑コンデンサの容量を小さくすることができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 電源に接続された同一の正負の直流電圧母線を用いて構成され、対応する複数の電動機を駆動する複数のインバータの制御装置であって、前記正負の直流電圧母線に接続された充放電可能な蓄電手段と、前記電源の電圧が平滑化されるようインバータ流出電流を制御する平滑化制御手段とを備えるインバータ制御装置。

【請求項2】 前記平滑化制御手段は、前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整することにより前記電源の電圧の平滑化を行なう手段である請求項1記載のインバータ制御装置。

【請求項3】 前記平滑化制御手段は、前記複数の電動機に対応する各相変調波と搬送波とに基づいて対応する複数のインバータのスイッチング素子をスイッチングする際における前記複数の電動機に対応する搬送波の位相を調整することにより前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整する手段である請求項2記載のインバータ制御装置。

【請求項4】 前記平滑化制御手段は、前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流の方向に基づいて該複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整する手段である請求項2または3記載のインバータ制御装置。

【請求項5】 前記平滑化制御手段は、前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流が同方向のときには、前記インバータ流出電流が平均化するよう前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整する手段である請求項4記載のインバータ制御装置。

【請求項6】 請求項3に係る請求項5記載のインバータ制御装置であって、前記複数の電動機は、二つの電動機であり、前記平滑化制御手段は、前記二つの電動機に対応する搬送波の位相を90度近傍または270度近傍に調整する手段であるインバータ制御装置。

【請求項7】 前記平滑化制御手段は、前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流が異なる方向のときには、該複数の電動機に対応するインバータ流出電流が相殺するよう該複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整する手段である請求項4記載のインバータ制御装置。

【請求項8】 請求項3に係る請求項7記載のインバータ制御装置であって、前記複数の電動機は、二つの電動機であり、前記平滑化制御手段は、前記二つの電動機に対応する搬送波の位相を180度近傍または0度近傍に調整する手段であるインバータ制御装置。

【請求項9】 前記平滑化制御手段は、前記複数の電動機に対応する各相変調波と搬送波とに基づいて対応する

複数のインバータのスイッチング素子をスイッチングする際における前記各相変調波のうちの最大の変調波の変調信号と最小の変調波の変調信号との絶対値が略同一となるよう該各相変調波または前記搬送波を調整する手段である請求項1ないし8いずれか記載のインバータ制御装置。

【請求項10】 電源と充放電可能な蓄電手段とを並列に接続する正負の直流電圧母線を用いて構成され、対応する複数の電動機を駆動する複数のインバータの制御方法であって、前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整することにより前記電源の電圧の平滑化を行なうインバータの制御方法。

【請求項11】 前記複数の電動機に対応する各相変調波と搬送波とに基づいて対応する複数のインバータのスイッチング素子をスイッチングする際における前記複数の電動機に対応する搬送波の位相を調整することにより前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整する請求項10記載のインバータの制御方法。

【請求項12】 前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流が同方向のときには、前記インバータ流出電流が平均化するよう前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整する請求項10または11記載のインバータの制御方法。

【請求項13】 前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流が異なる方向のときには、該複数の電動機に対応するインバータ流出電流が相殺される該複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整する請求項10または11記載のインバータの制御方法。

【請求項14】 電源と充放電可能な蓄電手段とを並列に接続する正負の直流電圧母線を用いて構成され、対応する複数の電動機を駆動する複数のインバータの制御方法であって、

前記複数の電動機に対応する各相変調波と搬送波とに基づいて対応する複数のインバータのスイッチング素子をスイッチングする際における前記各相変調波のうちの最大の変調波の変調信号と最小の変調波の変調信号との絶対値が略同一となるよう該各相変調波または前記搬送波を調整するインバータの制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、インバータ制御装置およびインバータの制御方法に関し、詳しくは、電源に接続された同一の正負の直流電圧母線を用いて構成され対応する複数の電動機を駆動する複数のインバータの制御装置および制御方法に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、この種のインバータ制御装置としては、PWM（パルス幅変調）による制御において入力電圧の脈動分を変調波信号に重畳することにより平滑用

コンデンサの容量を低減するものが提案されている(例えば、「電圧形インバータにおける直流コンデンサの小容量化」平成12年電気学会全国大会 4-085 p1481~p1482)。この装置では、まず、脈動入力電圧と基準電圧(平均入力電圧)とを比較して入力電圧の脈動分を求め、求めた脈動分の逆数を正弦波形の変調波信号に重畳し、これを変調波信号としてインバータのスイッチング素子をスイッチングする。この制御により、入力電圧の脈動が激しくなっても出力電圧は歪みの少ない正弦波電圧を得ることができるから、インバータの正負の直流電圧母線に接続された平滑用コンデンサの容量を小さくすることができる、とされている。

【0003】なお、インバータの正負の直流電圧母線に接続される平滑用コンデンサは、インバータと直流電源間の配線インダクタンスにより発生する高周波のスパイク状の電圧やインバータ内のパワーデバイスを接続する配線インダクタンスによりパワーデバイスのオンオフ動作時に生じるスパイク状の電圧によるパワーデバイスの破損の防止、パワーデバイスのオンオフ動作に伴って生じるパルス状の電流に基づくインバータの正負の直流電圧母線間の電圧の変動の抑制などを目的として用いられている。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上述のインバータ制御装置では、同一の正負の直流電圧母線に接続された複数のインバータにより複数の電動機を駆動する状態は考えられていない。一つのインバータにより一つの電動機を駆動する場合には、パワーデバイスによるオンオフ動作に伴うインバータ流出電流は電動機の挙動に応じたものとなるが、複数のインバータにより複数の電動機を駆動する場合には、インバータ流出電流は複雑な挙動を呈するから、単に入力電圧の脈動成分を変調波信号に重畳するだけでは出力電圧の歪みを小さくすることができず、平滑用コンデンサの容量を小さなものにすることができない。

【0005】本発明のインバータ制御装置およびインバータの制御方法は、同一の正負の直流電圧母線に接続された複数のインバータにより複数の電動機を駆動する装置における直流電圧母線間の電圧を平滑化することを目的の一つとする。また、本発明のインバータ制御装置およびインバータの制御方法は、正負の直流電圧母線間に接続される平滑用のコンデンサの容量を小さくすることを目的の一つとする。

【0006】

【課題を解決するための手段およびその作用・効果】本発明のインバータ制御装置およびインバータの制御方法は、上述の目的の少なくとも一部を達成するために以下の手段を採った。

【0007】本発明のインバータ制御装置は、電源に接続された同一の正負の直流電圧母線を用いて構成され、

対応する複数の電動機を駆動する複数のインバータの制御装置であって、前記正負の直流電圧母線に接続された充放電可能な蓄電手段と、前記電源の電圧が平滑化されるようインバータ流出電流を制御する平滑化制御手段とを備えることを要旨とする。

【0008】この本発明のインバータ制御装置では、平滑化制御手段が電源の電圧が平滑化されるようインバータ流出電流を制御することにより、電源に接続された正負の直流電圧母線間の電圧を平滑化することができる。この結果、正負の直流電圧母線に接続された充放電可能な蓄電手段、即ち正負の直流電圧母線間の電圧の平滑用に用いられる蓄電手段の容量を小さくすることができる。ここで、「電動機」には、多相交流電動機が含まれる他、直流電動機も含まれる。「インバータ」は、電動機が多相交流電動機の場合には通常の意味に用いられるインバータを意味し、電動機が直流電動機の場合にはチョップを意味する。以下に記載された「インバータ」の意味については、特に説明しない限り同様である。

【0009】こうした本発明のインバータ制御装置において、前記平滑化制御手段は、前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整することにより前記電源の電圧の平滑化を行なう手段であるものとすることもできる。正負の直流電圧母線間の電圧の脈動は、複数の電動機に対応するインバータ流出電流に基づくから、その位相を調整することにより、正負の直流電圧母線間の電圧を平滑化することができる。

【0010】この平滑化制御手段がインバータ流出電流の位相を調整する態様の本発明のインバータ制御装置において、前記平滑化制御手段は、前記複数の電動機に対応する各相変調波と搬送波とに基づいて対応する複数のインバータのスイッチング素子をスイッチングする際における前記複数の電動機に対応する搬送波の位相を調整することにより前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整する手段であるものとすることもできる。PWM(パルス幅変調)では、各相変調波と搬送波とによりインバータのスイッチング素子のスイッチングを行なうから、搬送波の位相を調節することにより複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整することができる。

【0011】また、平滑化制御手段がインバータ流出電流の位相を調整する態様の本発明のインバータ制御装置において、前記平滑化制御手段は、前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流の方向に基づいて該複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整する手段であるものとすることもできる。

【0012】この平滑化制御手段がインバータ流出電流の方向に基づいて位相を調整する態様の本発明のインバータ制御装置において、前記平滑化制御手段は、前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流が同方向のときには、前記インバータ流出電流が平均化するよう前記

複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整する手段であるものとすることもできる。この態様の本発明のインバータ制御装置において、前記複数の電動機は二つの電動機であり、前記平滑化制御手段は前記二つの電動機に対応する搬送波の位相を90度近傍または270度近傍に調整する手段であるものとすることもできる。

【0013】また、平滑化制御手段がインバータ流出電流の方向に基づいて位相を調整する態様の本発明のインバータ制御装置において、前記平滑化制御手段は、前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流が異なる方向のときには、該複数の電動機に対応するインバータ流出電流が相殺するよう該複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整する手段であるものとすることもできる。この態様の本発明のインバータ制御装置において、前記複数の電動機は二つの電動機であり、前記平滑化制御手段は、前記二つの電動機に対応する搬送波の位相を180度近傍または0度近傍に調整する手段であるものとすることもできる。

【0014】本発明のインバータ制御装置において、前記平滑化制御手段は、前記複数の電動機に対応する各相変調波と搬送波とに基づいて対応する複数のインバータのスイッチング素子をスイッチングする際における前記各相変調波のうちの最大の変調波の変調信号と最小の変調波の変調信号との絶対値が略同一となるよう該各相変調波または前記搬送波を調整する手段であるものとすることもできる。インバータ流出電流のパルスは、搬送波が各相変調波のうちの最大の変調波の変調信号と最小の変調波の変調信号の間で出力されるから、両信号の絶対値を同一とすることによりパルス間隔を均等にすることができ、その結果、正負の直流電圧母線間の電圧を平滑化することができる。

【0015】本発明の第1のインバータの制御方法は、電源と充放電可能な蓄電手段とを並列に接続する正負の直流電圧母線を用いて構成され、対応する複数の電動機を駆動する複数のインバータの制御方法であって、前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整することにより前記電源の電圧の平滑化を行なうことを要旨とする。

【0016】この本発明の第1のインバータの制御方法によれば、複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整することにより電源の電圧の平滑化、即ち電源に接続された正負の直流電圧母線間の電圧の平滑化を図ることができる。この結果、正負の直流電圧母線に接続された平滑用に用いられる蓄電手段の容量を小さくすることができる。なお、インバータ流出電流の位相を調整することにより電源の電圧の平滑化を行なうことができるのは、正負の直流電圧母線間の電圧の脈動は複数の電動機に対応するインバータ流出電流に起因することに基づく。

【0017】こうした本発明の第1のインバータの制御方法において、前記複数の電動機に対応する各相変調波と搬送波とに基づいて対応する複数のインバータのスイッチング素子をスイッチングする際における前記複数の電動機に対応する搬送波の位相を調整することにより前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整するものとすることもできる。

【0018】また、本発明の第1のインバータの制御方法において、前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流が同方向のときには、前記インバータ流出電流が平均化するよう前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整するものとすることもできる。

【0019】さらに、本発明の第1のインバータの制御方法において、前記複数の電動機に対応するインバータ流出電流が異なる方向のときには、該複数の電動機に対応するインバータ流出電流が相殺される該複数の電動機に対応するインバータ流出電流の位相を調整するものとすることもできる。

【0020】本発明の第2のインバータの制御方法は、電源と充放電可能な蓄電手段とを並列に接続する正負の直流電圧母線を用いて構成され、対応する複数の電動機を駆動する複数のインバータの制御方法であって、前記複数の電動機に対応する各相変調波と搬送波とに基づいて対応する複数のインバータのスイッチング素子をスイッチングする際における前記各相変調波のうちの最大の変調波の変調信号と最小の変調波の変調信号との絶対値が略同一となるよう該各相変調波または前記搬送波を調整することを要旨とする。

【0021】この本発明の第2のインバータの制御方法によれば、正負の直流電圧母線間の電圧を平滑化することができる。これは、インバータ流出電流のパルスは、搬送波が各相変調波のうちの最大の変調波の変調信号と最小の変調波の変調信号との間で出力され、両信号の絶対値を同一とすることによりパルス間隔を均等にすることができることに基づく。

【0022】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施の形態を実施例を用いて説明する。図1は、本発明の一実施例であるインバータ制御装置30を備える動力出力装置20の構成の概略を示す構成図である。実施例の動力出力装置20は、図示するように、三相交流により回転駆動するモータMG1と、直流電力を三相交流電力に変換してモータMG1に供給可能なインバータ回路INV1と、三相交流により回転駆動するモータMG2と、直流電力を三相交流電力に変換してモータMG2に供給可能なインバータ回路INV2と、インバータ回路INV1およびインバータ回路INV2の正極母線22と負極母線24とに接続された直流電源26と、インバータ回路INV1およびインバータ回路INV2の正極母線22と負極母線24とに接続された平滑用コンデンサ28と、インバ

ータ回路INV1およびインバータ回路INV2を制御するインバータ制御装置30とを備える。

【0023】モータMG1, MG2は、共に例えば外表面に永久磁石が貼り付けられたロータと三相コイルが巻回されたステータとから構成される発電可能な同期発電電動機として構成されている。モータMG1の回転軸は実施例の動力出力装置20の出力軸となっており、この回転軸から動力が出力される。モータMG2の回転軸は、実施例の動力出力装置20の出力軸と間接的に接続されており、モータMG2からの動力も間接的に動力出力装置20の出力軸に出力できるようになっている。なお、実施例のモータMG1, MG2は発電電動機として構成されているから、モータMG1, MG2の回転軸に動力を入力すれば、モータMG1, MG2により発電できるようになっている。

【0024】インバータ回路INV1, INV2は、共に6個のスイッチング素子SW11~SW16, SW21~SW26により構成されている。各々6個のスイッチング素子SW11~SW16, SW21~SW26は、それぞれ正極母線22と負極母線24とに対してソース側とシンク側となるよう2個ずつペアで配置され、その接続点にモータMG1, MG2の三相コイル(UVW)の各々が接続されている。したがって、対をなすスイッチング素子SW11~SW16, SW21~SW26のオン時間の割合を制御すれば、モータMG1, MG2の三相コイルにより回転磁界を形成し、モータMG1, MG2を回転駆動することができる。インバータ回路INV1のスイッチング素子SW11~SW16のスイッチング制御とインバータ回路INV2のスイッチング素子SW21~SW26のスイッチング制御とは独立に行なうことができるから、モータMG1, MG2を各々独立に駆動制御することができる。

【0025】インバータ制御装置30は、CPU42を中心とするマイクロプロセッサとして構成された電子制御ユニット40を備える。電子制御ユニット40は、CPU42の他に処理プログラムを記憶したROM44と、一時的にデータを記憶するRAM46と、入出力ポート(図示せず)とを備え、入力ポートには、モータMG1, MG2の三相コイルのu相, v相に取り付けられた電流センサ52, 54, 62, 64からの電流 I_u , I_v やモータMG1, MG2の各々の回転軸に取り付けられた回転角センサ58, 68からのモータMG1, MG2の回転子の回転角などが入力されており、出力ポートからは、インバータ回路INV1およびインバータ回路INV2へスイッチング素子SW11~SW16, SW21~SW26に対するスイッチング制御信号が出力されている。

【0026】次に、こうして構成された実施例の動力出力装置20の動作、特にインバータ制御装置30の制御について説明する。図2はインバータ制御装置30によ

り実行されるPWM制御における搬送波の位相を調整する搬送波位相制御ルーチンの一例を示すフローチャートであり、図3はインバータ制御装置30により実行されるPWM制御における変調波を調整する変調波制御ルーチンの一例を示すフローチャートである。搬送波位相制御ルーチンも変調波制御ルーチンも所定時間毎に繰り返して実行される。まず、搬送波制御ルーチンを用いて搬送波の位相の調整について説明し、その後、変調波制御ルーチンを用いて変調波の調整について説明する。

【0027】搬送波位相制御ルーチンが実行されると、電子制御ユニット40のCPU42は、まず、モータMG1, MG2の駆動状態を読み込む処理を実行する(ステップS100)。ここで、モータMG1, MG2の駆動状態には、モータからパワーを出力する駆動と、モータで制動力を出力する制動とがある。このモータMG1, MG2の駆動状態は、各モータMG1, MG2の各相電流の向き、即ち各モータMG1, MG2に対するインバータ流出電流の向きによって判定したり、各モータMG1, MG2への指令により判定することができる。次に、モータMG1, MG2の駆動状態が共に駆動または制動のときにはモータMG1に対応する搬送波に対するモータMG2に対応する搬送波の位相差を90度に設定し(ステップS104)、モータMG1, MG2の駆動状態が一方が駆動で他方が制動のときにはモータMG1に対応する搬送波に対するモータMG2に対応する搬送波の位相差を180度に設定して(ステップS106)、本ルーチンを終了する。

【0028】上述の搬送波位相制御を行なう意義について以下に説明する。図4は、三相交流モータをPWM(パルス幅変調)により運転する際のPWM方式によるスイッチング状態を決定する手法を説明する説明図である。u相, v相, w相の各変調波は、各々120度の位相を持っており、モータへの指令値により定まる振幅と、モータの回転子の回転速度から定まる周期の正弦波である。搬送波は、インバータのスイッチング素子のオンオフのタイミングを決定するために用いられる各相変調波より周波数の高い三角波である。インバータの各相のスイッチング素子のスイッチングは、搬送波が変調波より大きいときには正極母線側のスイッチング素子をオンすると共に負極母線側のスイッチング素子をオフとし、搬送波が変調波より小さいときには正極母線側のスイッチング素子をオフすると共に負極母線側のスイッチング素子をオンとする動作である。この動作において、すべての変調波が搬送波より大きいときにはインバータの各相の正極母線側のスイッチング素子がいずれもオンとなりモータは短絡状態となるから、モータは電源や平滑用コンデンサから切り離された状態と等価になって両者の間に電流は流れない。すべての変調波が搬送波より小さいときにはインバータの各相の負極母線側のスイッチング素子がいずれもオンとなりモータは短絡状態

となるから、この場合もモータは電源や平滑用コンデンサから切り離された状態と等価になって両者の間に電流は流れない。このように、PWM制御によるモータ駆動では、すべての変調波が搬送波より大きくなる状態や逆に小さくなる状態が生じるから、インバータの流出電流 I_n は間欠的なパルス電流になる。モータ出力が10kwでモータ相電圧が100V、周波数が200Hzで搬送波周波数が5kHzのときのインバータ流出電流 I_n の時間変化の様子を図5に示す。図示するように、インバータ流出電流 I_n は、搬送波の山部と谷部で値0となるパルス電流となる。

【0029】図6は、実施例の動力出力装置20と同一のハード構成の2台のモータに対して同一の正極母線と負極母線とを用いて構成した二つのインバータにより図5に例示したPWM制御と同様の制御を行なったときの動作例を示す説明図である。説明の都合上、実施例の動力出力装置20の各構成に付した符号を用いて説明する。図6に示した動作は、モータMG1を出力10kw、周波数200Hzとして駆動し、モータMG2を出力10kw、周波数80Hzとして駆動したときのものである。図中、 I_{n1} はインバータ回路INV1側の流出電流であり、 I_{n2} はインバータ回路INV2側の流出電流である。インバータ回路INV1とインバータ回路INV2は正極母線22および負極母線24を共用しているから、インバータ流出電流 I_c は、インバータ回路INV1側の流出電流 I_{n1} とインバータ回路INV2側の流出電流 I_{n2} との和として表わされ、このインバータ流出電流 I_c が平滑用コンデンサ28と直流電源26へ流れる。

【0030】平滑用コンデンサ28は、インバータ回路INV1、INV2に密接に配置されると共に高周波インピーダンスが低い。一方、直流電源26は、インバータ回路INV1、INV2から離れた位置に配置され、低周波インピーダンスは低いが高周波インピーダンスは高い。このため、インバータ流出電流 I_c の交流成分は、平滑用コンデンサ28に流れ、直流成分は直流電源26に流れることになる。したがって、平滑用コンデンサ28はこうした交流電流に耐えられる必要があり、平滑用コンデンサ28の容量を小さくするためにはインバータ流出電流 I_c の実効値 I_{cn} を小さくする必要がある。

【0031】図7は、一台のモータを駆動する際のインバータ流出電流 I_n をモデル化して搬送波と共に示した説明図である。図示するように、インバータ流出電流 I_n は、搬送波としての三角波の山部と谷部近傍で電流が値0となるパルス電流である。いま、二台のモータを駆動するときを考えると、図7に示すインバータ流出電流 I_n のパルス間にもう一つのモータを駆動する際のインバータ流出電流のパルスが生じるように考えると、搬送波の位相を90度異なるものと考えればよい。図8に、

搬送波の位相差を90度として二台のモータを駆動する際のインバータ流出電流 I_{n1} 、 I_{n2} をモデル化して搬送波と共に示す。図示するように、インバータ流出電流 I_{n2} のパルスは、インバータ流出電流 I_{n1} のパルス間に現われるようになる。搬送波を同相としたときを考えると、インバータ流出電流 I_{n1} のパルスとインバータ流出電流 I_{n2} のパルスは同時に現われることになるから、インバータ流出電流 I_c はインバータ流出電流 I_{n1} とインバータ流出電流 I_{n2} とを重ねたものとなり、その実効値 I_{cn} は大きくなる。一方、図8に例示するように、搬送波の位相を90度異なるものとする、インバータ流出電流 I_{n1} のパルスとインバータ流出電流 I_{n2} のパルスとが交互に均等に現われるから、インバータ流出電流 I_c は交互に現われるパルス全部の波形となって重畳されず、その実効値 I_{cn} は搬送波を同相としたときに比して小さくなる。なお、搬送波の位相差を90度としても270度としても同じだから、270度の場合も同様の結果となる。図2の搬送波位相制御ルーチンのステップS102でモータMG1、MG2が共に駆動または制動と判定されたときにステップS104で搬送波の位相差を90度に設定するのは、図8に示すように、インバータ流出電流 I_{n1} のパルスとインバータ流出電流 I_{n2} のパルスとが交互に均等に現われるようにして、インバータ流出電流 I_c の実効値 I_{cn} を小さくするためである。

【0032】図8を用いてモータMG1、MG2が共に駆動または制動の駆動状態のときを考えたが、一方が駆動で一方が制動のときを考える。このときは、インバータ流出電流 I_{n1} とインバータ流出電流 I_{n2} との電流の向きが異なるから、インバータ流出電流 I_{n1} のパルスとインバータ流出電流 I_{n2} のパルスとが相殺するような状態、即ち搬送波の位相が180度異なるものと考えればよい。図9に、搬送波の位相差が180度のときにモータMG1を制動、モータMG2を駆動とした駆動状態に制御する際のインバータ流出電流 I_{n1} 、 I_{n2} をモデル化して搬送波と共に示す。図示するように、インバータ流出電流 I_{n2} のパルスは、インバータ流出電流 I_{n1} のパルスと逆向きとなるから、その和であるインバータ流出電流 I_c は、相殺された結果の値となり、その実効値 I_{cn} はインバータ流出電流 I_{n1} のパルスとインバータ流出電流 I_{n2} のパルスが別々に現われる場合に比して小さくなる。なお、搬送波の位相差を180度（逆相）としても0度（同相）としても同じだから、同相の場合も同様の結果となる。図2の搬送波位相制御ルーチンのステップS102でモータMG1、MG2が一方が駆動で他方が制動と判定されたときにステップS106で搬送波の位相差を180度に設定するのは、図9に示すように、インバータ流出電流 I_{n1} のパルスとインバータ流出電流 I_{n2} のパルスと相殺するように現われるようにして、インバータ流出電流 I_c の実

効値 I_{cn} を小さくするためである。

【0033】以上が図2の搬送波制御ルーチンを用いて搬送波位相制御を行なう際の意義である。次に、図3に例示する変調波制御ルーチンを用いて変調波の調整について説明する。変調波制御ルーチンが実行されると、電子制御ユニット40のCPU42は、まず、各モータMG1、MG2に対して各相変調波のうち最大の変調波の変調信号 V_{max} と最小の変調波の変調信号 V_{min} を読み込む処理を実行する（ステップS200）。そして、最大変調信号 V_{max} と最小変調信号 V_{min} との和をその絶対値の偏差 ΔV として計算し（ステップS202）、各相変調波のレベルを $-\Delta V/2$ だけ補正して（ステップS204）、本ルーチンを終了する。

【0034】こうした変調波の調整を行なう意義について以下に説明する。図10は、第一の変調波（変調信号 V_a ）が最大値近傍となる際のインバータ流出電流 I_n の出現の様子を説明する説明図である。図示するように、インバータ流出電流 I_n は、搬送波が最大の変調波と最小の変調波に挟まれる状態のときに流れるから、最大の変調波の変調信号 V_a と最小の変調波の変調信号 V_c との絶対値が異なると、インバータ流出電流 I_n のパルスの休止幅は一つおきに変わることになり、等間隔にならない。いま、最大の変調波の変調信号 V_a と最小の変調波の変調信号 V_c の絶対値が等しくなるよう変調波のレベルを補正すれば、図11に示すように、インバータ流出電流 I_n のパルスの休止幅は等しくなる。図3の変調波制御ルーチンでは、最大の変調波の変調信号 V_{max} と最小の変調波の変調信号 V_{min} の絶対値が等しくなるよう変調波のレベルを補正することにより、インバータ流出電流 I_n のパルスの休止幅を等しくしているのである。インバータ回路INV1、INV2に対するインバータ流出電流 I_{n1} とインバータ流出電流 I_{n2} におけるパルスの休止幅を等しくすることにより、インバータ流出電流 I_{n1} とインバータ流出電流 I_{n2} の重畳する部分を小さくすると共に相殺される部分を大きくして、インバータ流出電流 I_c の実効値 I_{cn} を小さくしているのである。

【0035】図12は図3に例示する変調波制御ルーチンを実行した際のモータMG1、MG2の駆動状態と搬送波の位相差とインバータ流出電流 I_n の実効値 I_{cn} の関係を示す説明図であり、図13は図3に例示する変調波制御ルーチンを実行しないときのモータMG1、MG2の駆動状態と搬送波の位相差とインバータ流出電流 I_n の実効値 I_{cn} の関係を示す説明図である。図12中の曲線A～Dおよび図13中の曲線E～Hは、モータMG1、MG2を共に制動としたとき、モータMG1、MG2を共に駆動としたとき、モータMG1を制動としモータMG2を駆動としたとき、モータMG1を駆動としモータMG2を制動としたときのそれぞれの搬送波の位相差とインバータ流出電流 I_c の実効値 I_{cn} との関

係を示す。図12および図13から解るように、モータMG1、MG2が共に駆動または制動のとき（曲線A、B、E、F）には、インバータ流出電流 I_c の実効値 I_{cn} は搬送波の位相差が90度と270度のときに最小となり、モータMG1、MG2の一方が駆動で他方が制動のとき（曲線C、D、G、H）には、インバータ流出電流 I_c の実効値 I_{cn} は搬送波の位相差が0度と180度のときに最小となる。図12における曲線C、Dと図13における曲線G、Hにおける搬送波の位相差が180度のポイントを比較すると解るように、図3に例示する変調波制御ルーチンを実行した曲線C、Dの方が実行しない曲線G、Hよりインバータ流出電流 I_c の実効値 I_{cn} は小さくなる。

【0036】以上説明した実施例のインバータ制御装置30によれば、モータMG1、MG2の駆動状態に基づいて搬送波の位相差を調整することにより、インバータ流出電流 I_c の実効値 I_{cn} を小さくすることができる。この結果、平滑用コンデンサ28の容量を小さくすることができ、動力出力装置20の製造コストを低く抑えることができる。

【0037】また、実施例のインバータ制御装置30によれば、各相変調波の最大の変調波の変調信号と最小の変調波の変調信号の絶対値が略同一となるよう各相変調波のレベル補正を行なうことにより、インバータ流出電流 I_c の実効値 I_{cn} を小さくすることができる。この結果、平滑用コンデンサ28の容量を小さくすることができ、動力出力装置20の製造コストを低く抑えることができる。

【0038】実施例のインバータ制御装置30では、搬送波の位相制御と変調波のレベル補正とを行なうものとしたが、いずれか一方のみを行なうものとしても差し支えない。

【0039】また、実施例のインバータ制御装置30では、各相変調波の最大の変調波の変調信号と最小の変調波の変調信号の絶対値が略同一となるよう各相変調波のレベル補正を行なうものとしたが、各相変調波の最大の変調波の変調信号と最小の変調波の変調信号の絶対値が略同一となるよう搬送波のレベル補正を行なうものとしてもよい。

【0040】実施例のインバータ制御装置30では、モータMG1、MG2の駆動状態が共に駆動または制動のときにはモータMG1に対応する搬送波に対するモータMG2に対応する搬送波の位相差を90度に設定したが、位相差を90度近傍や90度と同様の状態となる270度およびその近傍に設定するものとしてもよい。厳密に90度や270度に設定しなくても、その近傍に設定すれば、ほぼ同様の効果を得ることができるからである。また、実施例のインバータ制御装置30では、モータMG1、MG2の駆動状態が一方が駆動で他方が制動のときにはモータMG1に対応する搬送波に対するモータ

タMG2に対応する搬送波の位相差を180度に設定したが、位相差を180度近傍や180度と同様の状態となる0度およびその近傍に設定するものとしてもよい。この場合も、厳密に180度や0度に設定しなくても、その近傍に設定すれば、ほぼ同様な効果を得ることができるからである。

【0041】実施例の動力出力装置20では、モータMG1, MG2を同期電動発電機として構成したが、同期電動発電機に限定されず、インバータによるPWM制御により駆動する如何なるタイプの電動機であってもよい。また、実施例の動力出力装置20では、モータMG1, MG2を三相交流モータとして構成したが、三相交流モータに限定されず、二相あるいは四相以上のすべての多相交流モータとして構成してもよい。

【0042】実施例の動力出力装置20では、モータMG1, MG2を三相交流モータとして構成すると共に直流電力を三相交流電力に変換してモータMG1, MG2に供給するインバータ回路INV1, INV2を用いたが、モータMG1, MG2を直流モータとして構成すると共に直流電力をパルス幅によるデューティ比でもってモータMG1, MG2に供給する二つのチョッパ回路としてもよい。

【0043】実施例の動力出力装置20では、二台のモータMG1, MG2を二つのインバータ回路INV1, INV2により駆動制御する装置における各モータMG1, MG2のPWM制御に対して説明したが、三台以上のモータを三つ以上のインバータ回路により駆動制御する装置における三台以上のモータのPWM制御に対して適用するものとしてもよい。

【0044】以上、本発明の実施の形態について実施例を用いて説明したが、本発明はこうした実施例に何等限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲内において、種々なる形態で実施し得ることは勿論である。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施例であるインバータ制御装置30を備える動力出力装置20の構成の概略を示す構成図である。

【図2】 実施例のインバータ制御装置30により実行される搬送波位相制御ルーチンの一例を示すフローチャートである。

【図3】 実施例のインバータ制御装置30により実行される変調波制御ルーチンの一例を示すフローチャート

である。

【図4】 三相交流モータをPWM（パルス幅変調）により運転する際のPWM方式によるスイッチング状態を決定する手法を説明する説明図である。

【図5】 インバータ流出電流 I_n の時間変化の様子の一例を示す説明図である。

【図6】 実施例の動力出力装置20と同一のハード構成の2台のモータに対して同一の正極母線と負極母線とを用いて構成した二つのインバータにより図5に例示したPWM制御と同様の制御を行なったときの動作例を示す説明図である。

【図7】 一台のモータを駆動する際のインバータ流出電流 I_n をモデル化して搬送波と共に示した説明図である。

【図8】 搬送波の位相差を90度として二台のモータを駆動する際のインバータ流出電流 I_{n1} , I_{n2} をモデル化して搬送波と共に示した説明図である。

【図9】 搬送波の位相差が180度のときにモータMG1を制動、モータMG2を駆動とした駆動状態に制御する際のインバータ流出電流 I_{n1} , I_{n2} をモデル化して搬送波と共に示した説明図である。

【図10】 第一の変調波が最大値近傍となる際のインバータ流出電流 I_n の出現の様子を説明する説明図である。

【図11】 最大の変調波の変調信号と最小の変調波の変調信号の絶対値とが同一になるようにレベル補正している様子を説明する説明図である。

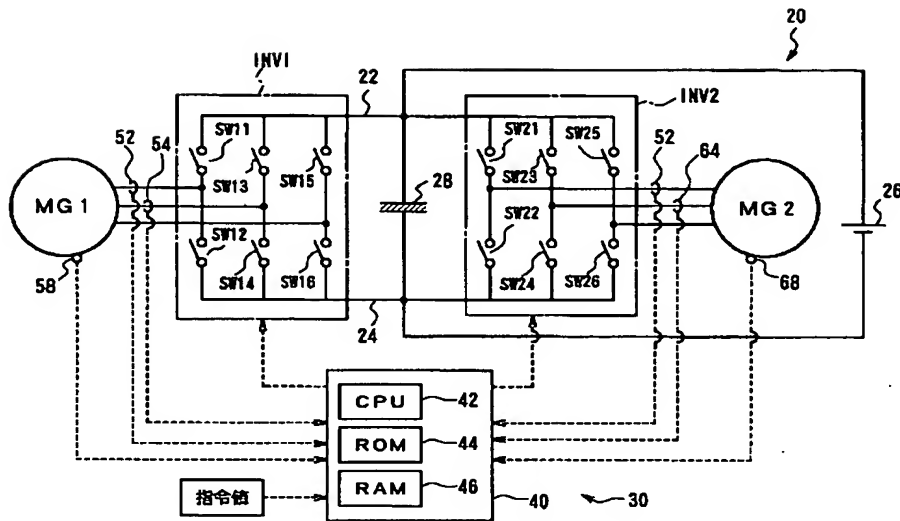
【図12】 図3に例示する変調波制御ルーチンを実行した際のモータMG1, MG2の駆動状態と搬送波の位相差とインバータ流出電流 I_n の実効値 I_{cn} の関係を示す説明図である。

【図13】 図3に例示する変調波制御ルーチンを実行しないときのモータMG1, MG2の駆動状態と搬送波の位相差とインバータ流出電流 I_n の実効値 I_{cn} の関係を示す説明図である。

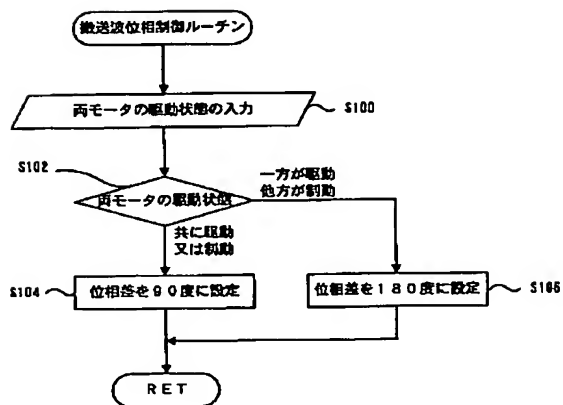
【符号の説明】

20 動力出力装置、22 正極母線、24 負極母線、26 直流電源、28 平滑用コンデンサ、30 インバータ制御装置、40 電子制御ユニット、42 CPU、44 ROM、46 RAM、52, 54, 62, 64 電流センサ、58, 68 回転角センサ、INV1, INV2 インバータ回路、SW11~SW16, SW21~SW26 スwitching素子。

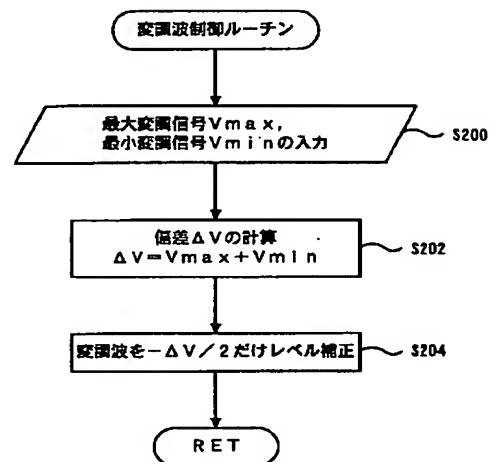
【図1】



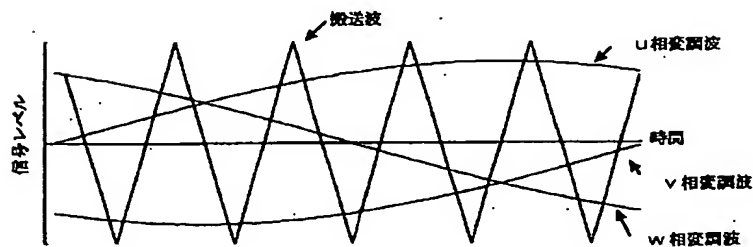
【図2】



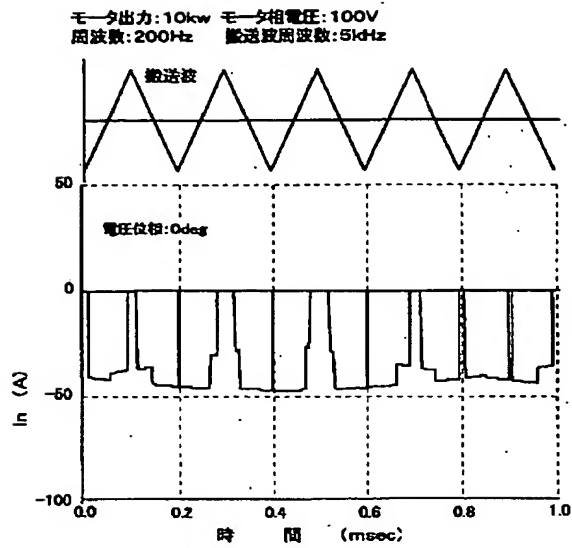
【図3】



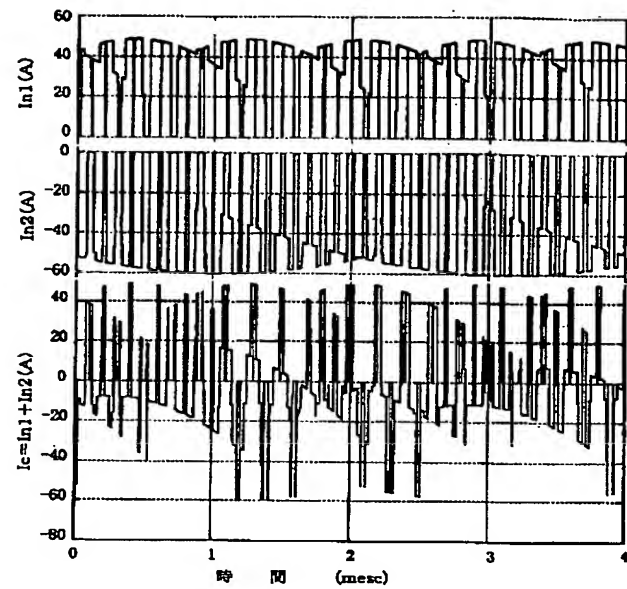
【図4】



【図5】

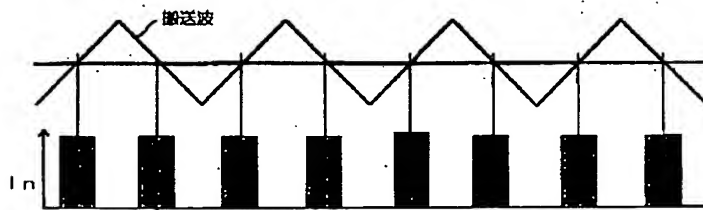


【図6】

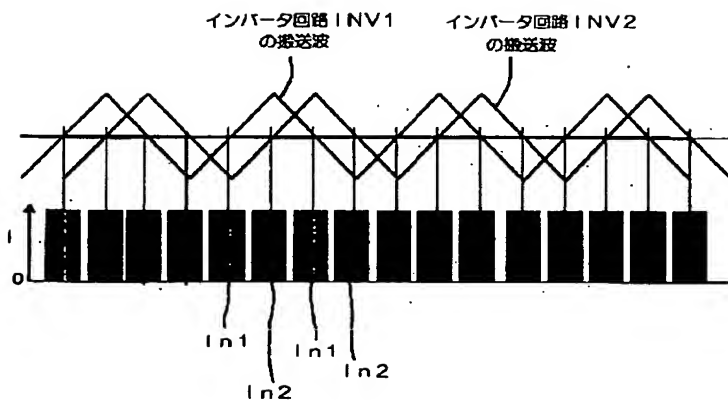


搬送波周波数: 5kHz $P1=10kw, f_{s1}=200Hz, Q1=15deg$
 $P2=10kw, f_{s2}=80Hz, Q2=15deg$

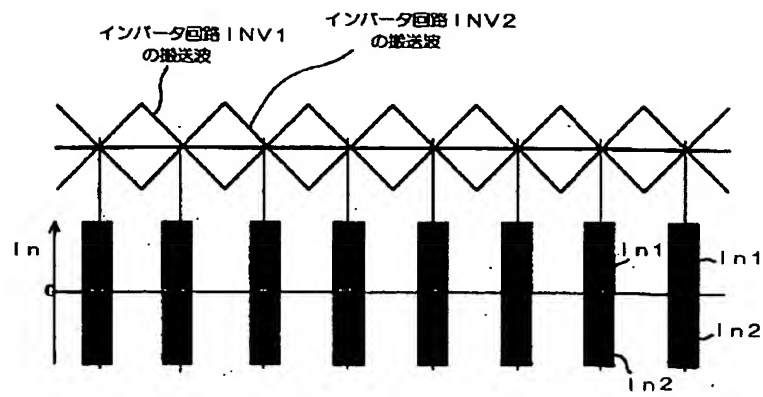
【図7】



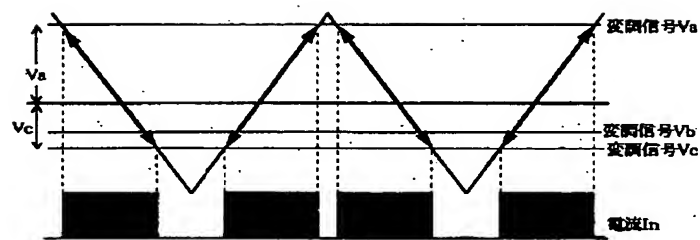
【図8】



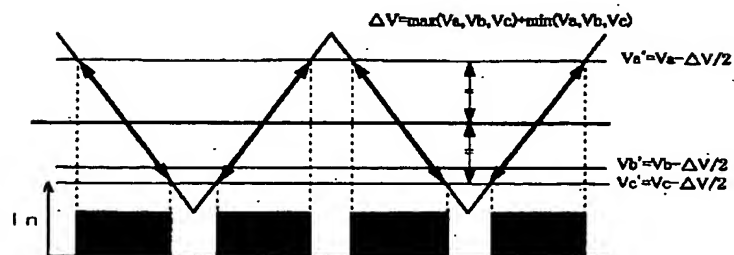
【図9】



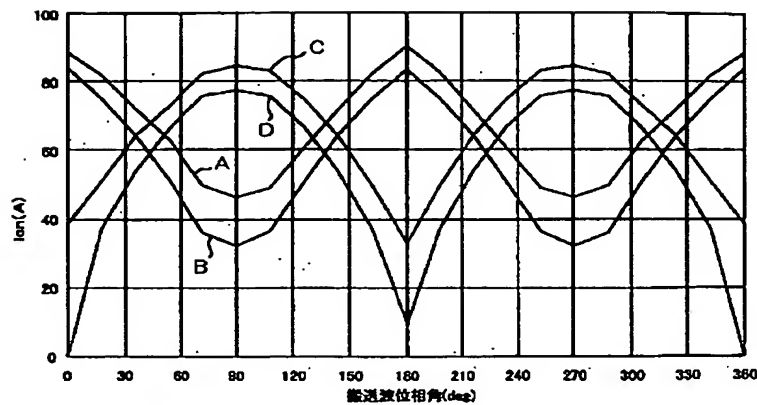
【図10】



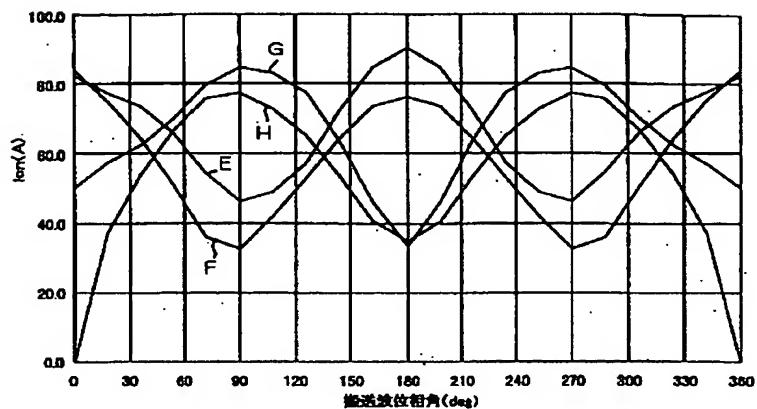
【図11】



【図12】



【図13】



フロントページの続き

(72)発明者 守屋 一成

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1 株式会社豊田中央研究所内

(72)発明者 社本 純和

愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動
車株式会社内

(72)発明者 沖 良二

愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動
車株式会社内

(72)発明者 佐々木 正一

愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動
車株式会社内

Fターム(参考) 5H007 AA08 BB06 CB04 CB05 CC06

DA05 DB01 DB12 DC02 DC07

EA14 FA12

5H572 BB03 CC01 DD01 EE10 GG04

HB07 HB09 HC04 HC07 JJ03

JJ12 JJ26 LL22